

УДК 621.311.171

Р. В. ЗАЙЦЕВ, М. В. КІРІЧЕНКО, Д. С. ПРОКОПЕНКО**ВИСОКОВОЛЬТНА СИСТЕМА ВІДБОРУ ПОТУЖНОСТІ ДЛЯ СОНЯЧНОЇ СТАНЦІЇ**

Проведено аналіз роботи фотоелектричної станції на основі гібридних фотоенергетичних модулів. На основі виявлених недоліків запропоновано схему відбору потужності на основі підвищуючого перетворювача. Розроблена принципова електрична схема регульованого мостового резонансного підвищуючого перетворювача з цифровим керуванням, що забезпечує надійність роботи, швидке і точне знаходження точки максимальної потужності і ефективність перетворення до 0,956. Проведено його реалізацію та апробації у складі фотоелектричної станції

Ключові слова: гібридний фотоенергетичний модуль, підвищуючий перетворювач, фотоелектрична станція, коефіцієнт корисної дії

Р. В. ЗАЙЦЕВ, М. В. КИРИЧЕНКО, Д. С. ПРОКОПЕНКО**ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ СИСТЕМА ОТБОРА МОЩНОСТИ ДЛЯ СОЛНЕЧНОЙ СТАНЦИИ**

Проведен анализ работы фотоэлектрической станции на основе гибридных фотоэнергетических модулей. На основе выявленных недостатков предложена схема отбора мощности на основе повышающего преобразователя. Разработана принципиальная электрическая схема регулируемого мостового резонансного повышающего преобразователя с цифровым управлением, обеспечивает надежность работы, быстрое и точное нахождение точки максимальной мощности и эффективность преобразования до 0,956. Проведено его реализацию и апробацию в составе фотоэлектрической станции

Ключевые слова: гибридный фотоэнергетический модуль, повышающий преобразователь, фотоэлектрическая станция, коэффициент полезного действия

R. ZAITSEV, M. KIRICHENKO, D. PROKOPENKO**HIGH-VOLTAGE POWER TAKE-OFF SYSTEM FOR SOLAR STATION**

Mathematical modeling of the heat exchange unit main parameters for photoenergy system based on general models with forced circulation of heat transfer fluid. To determine the coefficient of heat transfer at a given coolant temperature and surfaces temperature necessary to determine the temperature gradient in the wall of the heat exchanger. Temperature gradients can be determined by solving the equation of energy, which depends on the distribution of the flow rate in the flow. In general, a solution of convective heat transfer fluid to flow along the plane comes to a decision system of differential equations. In work features the selection of theoretical basis and mathematical modeling of thermal processes in the heat exchange unit for combination photoenergy system. As a result of the simulation conducted to improve and develop high-efficiency heat exchange unit with microchannels. Testing of the proposed unit proved its high efficiency through the implementation of turbulent flow of coolant with heat transfer coefficient at 18 kW/(m²·K). Analytical testing of the heat exchanger allowed showing that heat exchanger unit provides a stable operating temperature at less than 50°C with the coolant flow rate is less than 0.3 m/s. Novelty of proposed heat exchanger in the optimal design of microchannels to improve the heat transfer coefficient. The use of this heat exchanger will improve the quality and uniformity of cooling solar panels and reduce energy costs for circulation of fluid.

Keywords: hybrid photoenergy module, rising converter, photovoltaic station, efficiency

Вступ. Розв'язання завдання конкурентоспроможності фотоелектричних електростанцій на енергетичному ринку в порівнянні з електричною енергією, що виробляється традиційними джерелами, є необхідною умовою для широкомасштабного використання енергії Сонця в наземних умовах.

Для вирішення цього завдання було реалізовано конструктивно-технологічне рішення гібридних фотоенергетичних модулів (ФЕМ) на основі монокристалічних кремнієвих ФЕМ, оснащення системою охолодження для забезпечення вироблення максимальної електричної потужності в процесі експлуатації модуля. Оснащення модулів в складі фотоелектричної станції блоком охолодження для зниження робочої температури [1] фотоелектричних перетворювачів дозволяє збільшити їх електричну потужність в процесі експлуатації і термін служби окремих ФЕМ, а при одночасному використанні концентраторів сонячного випромінювання, дозволяє домогтися практично дворазового збільшення електричної потужності, що виробляється фотоелектричними модулями. Монтаж таких

фотоенергетичних модулів на трекері - пристрої стеження за сонячним випромінюванням, дозволить отримати до 30% збільшення електричної потужності, що виробляється фотоелектричними модулями.

Однак виникає проблема при використанні стандартних елементів системи перетворення постійної напруги, що виробляється гібридними фотоенергетичним модулем в електроенергію промислової частоти.

Мета. Виходячи з викладеного вище, метою роботи була розробка схемотехнічного і конструктивного рішень DC-DC перетворювача для системи відбору потужності фотоелектричної станції на основі гібридних фотоенергетичних модулів. Розробка такого приладу проводилася на основі розрахунку резонансного кола DC-DC перетворювача і параметрів його роботи з подальшою розробкою принципової електричної схеми та виготовленням приладу.

1. Вибір схемотехнічного рішення.

За попередньою оцінкою, проведеною раніше, найкращими схемотехнічними рішеннями є мостовий резонансний перетворювач і трьохкаскадний

паралельно-послідовний перетворювач, що містить два резонансних перетворювача і знижуюче-підвищуючий перетворювач [2, 3]. Дані схемотехнічні рішення забезпечують найвищий ККД у всьому діапазоні робочих вхідних параметрів, а також простоту реалізації системи управління транзисторами, включаючи можливість застосування спеціалізованих інтегральних мікросхем. Високе значення ККД зводить до мінімуму труднощі реалізації охолодження перетворювача. В якості корпусу зручно використовувати наявні на ринку герметичні металеві корпуси з алюмінієвих сплавів. Вибір максимальної вхідної потужності і вхідної напруги перетворювача, що відповідають параметрам одного ФЕМ є оптимальним, оскільки дозволяє застосовувати спеціалізовані інтегральні мікросхеми і дешеві транзистори, які використовуються в автомобільній і комп'ютерній техніці, а також легко дозволяє організувати охолодження силових компонентів. Іншою позитивною властивістю роботи перетворювача на один ФЕМ є більш повне використання потужності світлового потоку і можливість віддаленого моніторингу стану кожного ФЕМ.

З огляду на широкий діапазон коефіцієнта передачі DC-DC перетворювача в робочих діапазонах вхідних і вихідних напруг, більше число активних і пасивних компонентів при реалізації трьохкаскадного паралельно-послідовного перетворювача, вибір схемотехнічного рішення регульованого мостового резонансного перетворювача (рисунк 1) є оптимальним по співвідношенню вартості реалізації, числа компонентів і технічних характеристик перетворювача.

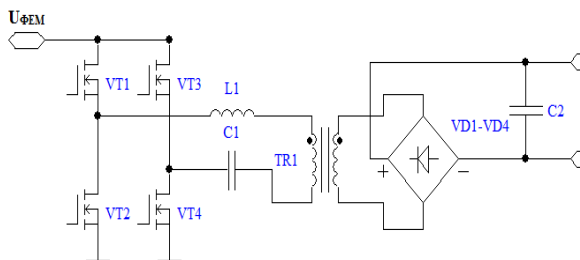


Рис. 1 - Мостовий резонансний LLC перетворювач

2. Розрахунок підвищуючого DC-DC перетворювач для високоефективної системи відбору потужності

Коефіцієнт передачі регульованого мостового резонансного перетворювача:

$$G = K \cdot n, \quad (1)$$

де K – коефіцієнт передачі резонансного LLC кола;

n – відношення числа витків вторинної обмотки до числа витків первинної обмотки трансформатора TR1.

Оскільки резонансний перетворювач має максимальну ефективність при $K = 1$, обчислимо n з

умови максимальної ефективності в номінальному режимі роботи перетворювача:

$$n = \frac{U_{in.nom.}}{U_{out.nom.}} = \frac{30}{630} = \frac{1}{21}, \quad (2)$$

де $U_{in.nom.}$ – номінальна вхідна напруга перетворювача;

$U_{out.nom.}$ – номінальна вихідна напруга перетворювача.

Коефіцієнт передачі резонансного LLC кола повинен приймати максимальне значення $K_{max.}$ при поєднанні мінімальної вхідної ($U_{in.min.}$) і максимальної вихідної напруги ($U_{out.max.}$), і мінімальне значення $K_{min.}$ при поєднанні максимальної вхідної ($U_{in.max.}$) і мінімальної вихідної ($U_{out.min.}$) напруги:

$$K_{max} = n \cdot \frac{U_{out.max.}}{U_{in.min.}} = \frac{1}{21} \cdot \frac{700}{23} \approx 1,45; \quad (3)$$

$$K_{min} = n \cdot \frac{U_{out.min.}}{U_{in.max.}} = \frac{1}{21} \cdot \frac{600}{42} \approx 0,68 \quad (4)$$

Для розрахунку параметрів резонансного LLC кола скористаємося еквівалентною схемою заміщення резонансного кола (рисунк 2) [4].

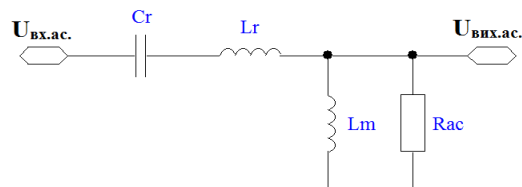


Рис. 2 - Еквівалентна схема заміщення резонансної ланцюга LLC

Для наведеної схеми заміщення коефіцієнт передачі резонансного LLC кола описується виразом:

$$K = \left| \frac{U_{in}}{U_{out}} \right| = \frac{F_x^2 (m-1)}{\sqrt{(mF_x^2 - 1) + F_x^2 (F_x^2 - 1)^2 (m-1)^2 Q^2}}, \quad (5)$$

$$\text{Де } Q = \frac{\sqrt{L_r}}{R_{ac} C_r} - \text{добротність;}$$

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} n^{-2} \frac{U_{out}}{I_{out}} - \text{приведений опір}$$

навантаження;

U_{in} – вхідна напруга перетворювача;

U_{out} – вихідна напруга перетворювача;

I_{out} – вихідний струм перетворювача;

$F_x = \frac{f_s}{f_r}$ – нормалізована частота перемикання

транзисторів;

f_s – частота перемикання транзисторів перетворювача;

$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$ – резонансна частота контуру L_r ,

C_r ;

L_r – резонансна індуктивність;

C_r – резонансна ємність;

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r} - \text{відношення сумарної вхідної}$$

індуктивності контуру до резонансної індуктивності;
 L_m – індуктивність намагнічування трансформатора.

Мінімальний приведений опір навантаження $R_{ac.min.}$ відповідає мінімальній вихідній напрузі та максимальній вихідній потужності ($P_{in.max.}$) при очікуваному максимальному коефіцієнті корисної дії 98%:

$$R_{ac.min.} = \frac{8}{\pi^2} n^2 \frac{U_{out.min.}^2}{P_{in.max.} \cdot \eta} = \frac{8}{3,14^2} \cdot 0,047619^2 \cdot \frac{600^2}{300 \cdot 0,98} \approx 2,25 \text{ Ом. (6)}$$

Алгоритм розрахунку параметрів резонансного ланцюга представлений на рисунку 3.

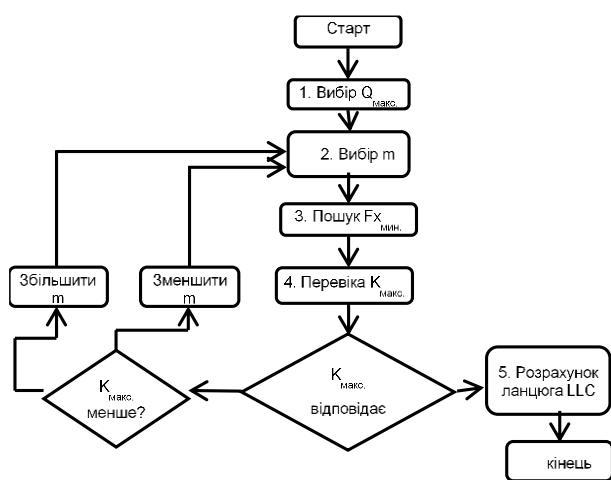


Рис. 3 - Алгоритм розрахунку параметрів резонансного ланцюга

Крок 1. Вибір максимальної добротності Q_{max} . Добротність контуру LLC приймає максимальне значення при мінімальному наведеному опорі навантаження $R_{ac.min.} = 2,25 \text{ Ом}$. При низькому значенні добротності потрібна велика частота комутації транзисторів перетворювача для досягнення мінімального коефіцієнта передачі резонансного LLC контуру K_{min} [5]. Отже, зростають динамічні втрати в транзисторах і діодах. При високому значенні добротності неможливо досягти максимального коефіцієнта передачі резонансного LLC контуру K_{max} . На рисунку 4 представлений приклад залежності коефіцієнта передачі резонансного контуру від нормалізованої частоти перемикання транзисторів при фіксованих значеннях добротності. Область частоти перемикання транзисторів, що знаходиться ліворуч від точки перегину кривої, відповідає ємнісному характеру навантаження і є забороненою, зважаючи на «жорстке» перемикання транзисторів з великою швидкістю наростання напруги, що приводить до виходу транзисторів з ладу.

З прикладу видно, що для діапазону K від 0,8 до 1,2 значення добротності 0,5 є оптимальним.

Крок 2. Вибір значення відносини сумарної вхідної індуктивності контуру до резонансної індуктивності m . Дане відношення є постійним і залежить тільки від параметрів моткових компонентів. При зниженні значення m збільшується коефіцієнт передачі резонансного контуру K , але також зростає реактивний струм, що збільшує статичні втрати перетворювача. Значення m слід вибирати максимально можливим, при якому коефіцієнт K може приймати необхідне значення K_{max} .

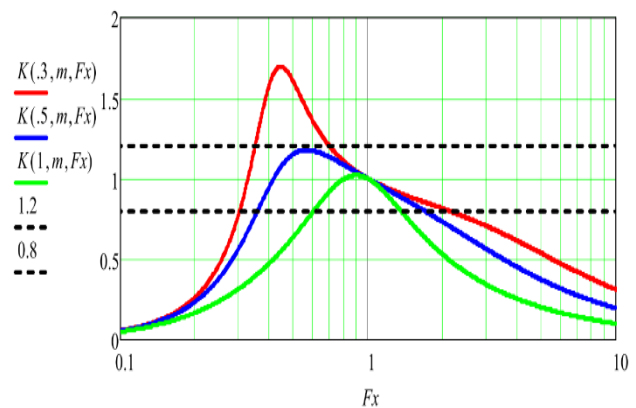


Рис. 4 - Приклад залежності коефіцієнта передачі LLC контуру від нормалізованої частоти при різних значеннях добротності

Крок 3. Знаходження мінімальної нормалізованої частоти за умови зберігання індуктивного характеру струму на вході LLC контуру при мінімальній добротності. Мінімальна нормалізована частота перемикання транзисторів $F_{x.min.}$, При якій струму на вході LLC контуру має індуктивний характер визначається за графіком залежності коефіцієнта передачі резонансного контуру від нормалізованої частоти перемикання транзисторів при максимальному значенні добротності за умови:

$$\frac{d}{dF_x} K(Q_{max}, m, F_{x.min.}) = 0. \quad (7)$$

Крок 4. Перевірка значення максимального коефіцієнта передачі резонансного контуру K_{max} . при отриманих вище значеннях Q_{max} , m , $F_{x.min.}$. Дану перевірку слід виконувати по співвідношенню для добротності або за допомогою комп'ютерного моделювання. При не відповідності K_{max} значенням 1,45 слід змінюючи значення m досягти цієї відповідності.

Крок 5. Після визначення значень Q_{max} , m , $F_{x.min.}$. Далі визначають резонансний індуктивність і ємність, індуктивність намагнічування трансформатора.

Правильний розрахунок резонансного кола дозволяє отримати оптимальні характеристики перетворювача. Алгоритм дозволяє в кілька ітерацій розрахувати необхідні параметри резонансного LLC кола. Використовуючи наближений розрахунок і уточнюючи його за допомогою моделювання можна отримати досить вірні результати при значній економії часу.

Мінімальна вхідна напруга DC-DC перетворювача відповідає максимальній температурі

ФЕП, освітленості 200 Вт/м^2 , тобто вхідній потужності ($P_{in.min.}$) не більше:

$$P_{in.min.}(23B) \leq 23B \cdot I_{in.nom.} \cdot \frac{200 \text{ Вт/м}^2}{1000} = 37,6 \text{ Вт} \quad (8)$$

З огляду на широкий діапазон вхідних і вихідних параметрів DC-DC перетворювача, особливість регулювання резонансного перетворювача і залежність ефективності від параметрів LLC контуру, задамо залежність максимальної вхідної потужності від вхідної напруги з метою отримання максимального значення коефіцієнта корисної дії і оптимального поєднання з використовуваними ФЕМ. Задана залежність максимальної вхідної потужності від вхідної напруги представлена на рисунку 5.

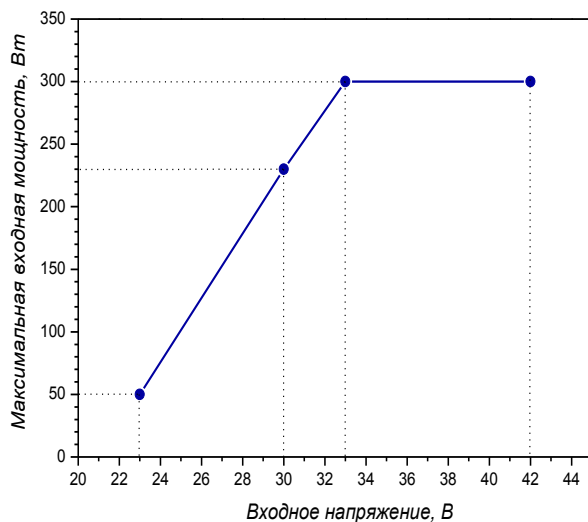


Рис. 5 - Залежність максимальної вихідної потужності DC-DC перетворювача від вхідної напруги

Максимальне значення добротності відповідає максимальному вихідному струму. Вихідний струм приймає максимальне значення при мінімальній вихідній напрузі та максимальній вихідній потужності. Значення мінімального наведеного опору навантаження $R_{ac.min.} = 2,25 \text{ Ом}$ відповідає максимальній добротності LLC контуру, при цьому максимальне значення коефіцієнта передачі резонансного кола $K_{max} = 1,45$ потрібно при вхідній потужності 50 Вт і вихідній напрузі 700 В. За виразом для R_{ac} визначається значення мінімального наведеного опору навантаження $R_{ac.min.}$ для вхідної напруги 23 В:

$$R_{ac.min.}(23B) = \frac{8}{3,14^2} * 0,047619^2 * \frac{600^2}{50 * 0,98} \approx 13,5 \text{ Ом} \quad (9)$$

Діаграми і дані для частоти резонансу 100 кГц , отримані за алгоритмом розрахунку параметрів резонансного ланцюга шляхом декількох ітерацій з перевіркою комп'ютерним моделюванням, представлені на рисунку 6 і в таблиці 1. Значення відносини сумарної вхідної індуктивності контуру до резонансної $m = 11$.

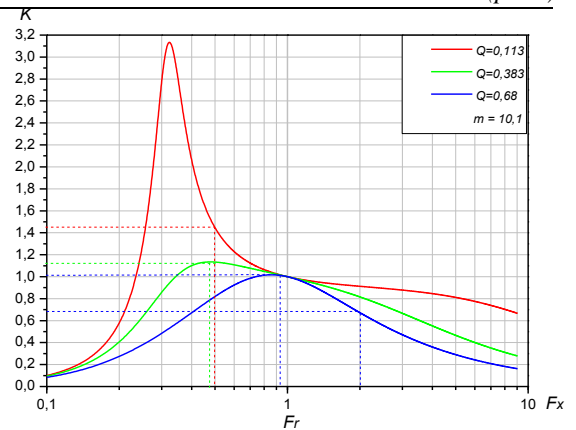


Рис. 6 - Залежність коефіцієнта передачі LLC контуру від нормалізованої частоти при заданих значеннях добротності

Таблиця 1 - Параметри резонансного кола

$U_{in}, \text{ В}$	$P_{in}, \text{ Вт}$	K_{max}	K	$R_{ac.max.}, \text{ Ом}$	Q_{max}	F_x
23	50	1,45	3,13	13,5	0,113	0,33
30	230	1,11	1,134	3,995*	0,383*	0,48*
33	300	1,01	1,026	2,25	0,68	0,86
42	300	0,79	1,026	2,25	0,68	0,972

* Значення $R_{ac.min.}$ відповідає максимальній вихідній напрузі і K_{max} .

Виберемо значення резонансної ємності з ряду Е6 $0,94 \text{ мкФ}$ (два конденсатора по $0,47 \text{ мкФ}$ в паралель), при частоті резонансу $F_r = 110,7 \text{ кГц}$ отримаємо значення резонансної індуктивності $L_r = 2,2 \text{ мкГн}$ і при $m = 10,1$ значення індуктивності намагнічування трансформатора $L_m = 20 \text{ мкГн}$.

На рисунку 7 представлена модельна тимчасова діаграма струму резонансного дроселя і струму первинної обмотки трансформатора при різних поєднаннях вхідних і вихідних параметрів DC-DC перетворювача.

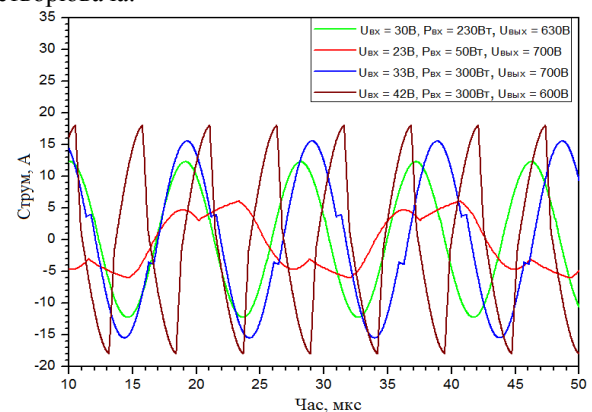


Рис. 7 - Модельна тимчасова діаграма струму дроселя

Як резонансний конденсатор застосовано паралельно з'єднані конденсатори B32652A3474J000 (250 В , $0,47 \text{ мкФ}$) з поліпропіленовим діелектриком. Як резонансна індуктивність застосований дросель B82559A4222A020 ($2,2 \text{ мкГн}$, 43 А).

Трансформатор складається з сердечника ETD44 з магнітним зазором 0,5 мм. Вторинна обмотка складається з двох частин по 74 і 73 витка височастотного дроту ЛЕШО 14х0,1, з'єднаних послідовно. Первинна обмотка містить 7 витків височастотного дроту ЛЕПКО 175х0,1 і розташовується між двома частинами вторинної обмотки. Вимірювальна обмотка містить 7 витків дроту ПЕТВ-2 0,3.

Результати.

1. Розробка принципової електричної схеми DC-DC перетворювача

На рисунку 8 представлена функціональна схема DC-DC перетворювача. Напряга фотоелектричного модуля надходить на вхід DC-DC перетворювача. Формування параметрів перетворювача і перемикання транзисторів здійснюється за допомогою цифрового мікроконтролера МС. Сигнал керування на затвори транзисторів VT1 – VT4 надходить з МС через драйвери Dr.1 – Dr.4. Транзистори в межах кожного плеча моста перемикаються синхронно. Живлення драйверів і мікроконтролера здійснюється через стабілізований знижуючий перетворювач постійної напруги власних потреб. МС вимірює вихідний сум ФЕМ за допомогою шунта R3 і підсилювача, вихідної напруги ФЕМ через дільник на резисторах R1 – R2. МК на виходах G1 та G2 формує два протифазних меандри для перемикання транзисторів з необхідною частотою і час затримки між перемиканнями діагоналей моста («мертвий» час). Напряга середньої точки напівмоста транзисторів VT1 та VT2 використовується при визначенні адаптивного «мертвого» часу (мінімально достатнього) для максимальної ефективності перетворювача, через дільник на резисторах R4 та R5 поступає в компаратор МС. Додаткова обмотка трансформатора N3, підключена до випрямного мосту VD1, служить для контролю вихідної напруги і, спільно з сигналом напруги середньої точки напівмоста, бере участь в алгоритмі детектування наближення до ємнісного характеру струму резонансного LLC кола. Детектування наближення до ємнісного характеру струму резонансного кола вкрай необхідно при запуску перетворювача, а також при відносно різких змінах величини напруги на вихідному перетворювачі – мережі постійного струму 600 В – 700 В.

Резонансне LLC коло утворене дроселем L1, конденсатором C1 і трансформатором T1. Резонансна індуктивність включає в себе індуктивність дроселя L1 та індуктивність розсіювання трансформатора T1. Вихідна напруга з трансформатора надходить на випрямляч, утворений доданими мостом VD2 і конденсатором C3. Вихідна напруга випрямляча є вихідною напругою перетворювача.

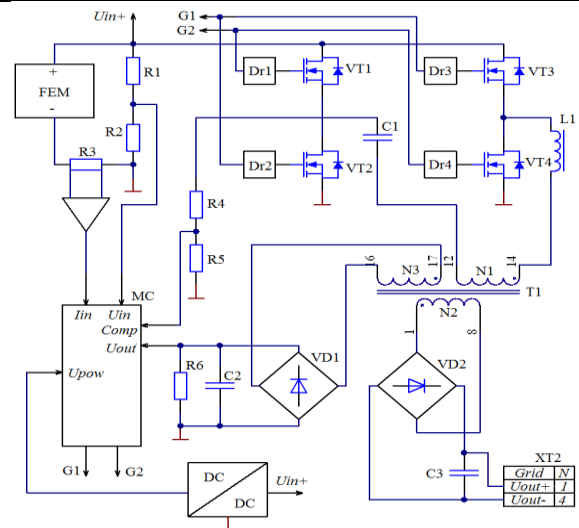


Рис. 8- Функціональна електрична схема DC-DC перетворювача

Відстеження точки максимальної потужності ФЕМ здійснюється мікроконтролером за алгоритмом «Збурення і спостереження» [6]. Мікроконтролер обчислює вхідну потужність перетворювача, далі на невелику величину змінює вхідний опір зміною частоти комутації транзисторів, внаслідок чого змінюється вхідна напруга і обчислює потужність, якщо потужність збільшується – контролер продовжує змінювати напругу в цьому ж напрямку, поки потужність не перестане збільшуватися. Цифрове керування перетворювачем дозволяє здійснювати алгоритм відстеження точки максимальної потужності «Збурення і спостереження», формування адаптивного «мертвого» часу, детектування струму ємнісного характеру в навантаженні моста. За допомогою мікроконтролера стає можлива реалізація інформаційної кабельної або бездротової мережі, наприклад, RS-485 або ZigBee, для моніторингу параметрів ФЕМ та перетворювачів, надання оперативної інформації про несправності, тощо.

Перетворювач складається з трьох функціональних блоків A1-A3, представлених на рисунку 9.

Джерело живлення власних потреб (ДВП) призначене для формування стабілізованої напруги живлення 3,3 В і напруги живлення драйверів транзисторів перетворювача 12 В. ДВП складається з двох послідовних каскадів понижуючих імпульсних перетворювачів постійної напруги без гальванічної розв'язки. ДВП має високу ефективність і стабілізує вихідну напругу в широкому діапазоні вхідної напруги.

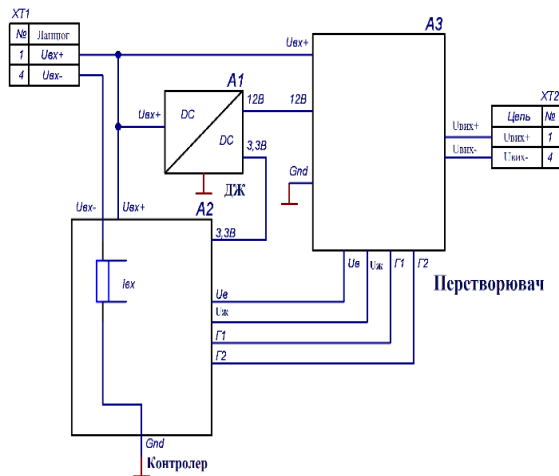


Рис. 9 - Принципова електрична схема DC-DC перетворювача

Контролер. В якості мікроконтролера використовується 32 розрядний ARM Cortex M-4. Сигнали зворотного зв'язку після перетворення рівнів і фільтрації надходять в АЦП мікроконтролера. Сигнал струму з шунта посилюється диференціальним підсилювачем до необхідного рівня і далі надходить в АЦП. На мікросхемі DA6 виконане джерело опорної напруги АЦП. Компаратори виконані на швидкодіючих інтегральних мікросхемах LMV7235M5. Сигнали керування транзисторами надходять до кола G1 та G2 на входи драйверів.



Рис. 10 - Розроблений і виготовлений DC-DC перетворювач

Перетворювач складається з: чотирьох транзисторів MOSFET VT1 – VT4; двох драйверів напівмоста на мікросхемах DA7, DA8; конденсаторів кола живлення; резонансного кола RLC на дроселі L4, трансформатора T1, конденсаторів C46, C47; сигнального випрямляча на діодах VD – VD12; вихідного випрямляча на діодах VD13 – VD16 і конденсаторів C52, C53. В якості транзисторного моста застосовані високошвидкісні MOSFET транзистори з низьким зарядом затвора і опором відкритого каналу 2,8 мОм. У вхідному випрямлячі застосовані діоди на основі карбіду кремнію, що дозволяє помітно підвищити ефективність в області частот перемикання транзисторів вище значення резонансної частоти, за рахунок відсутності втрат на зворотне відновлення діодів на основі карбіду кремнію.

2. Реалізація DC-DC перетворювача

На рисунку 10 приведено створений на основі запропонованої схеми DC-DC перетворювачів для безпосередньої установки на гібридні фотоенергетичні модулі, що дозволяє істотно збільшити ефективність перетворення вироблюваної ними енергії.

Висновки.

1. Регульований резонансний перетворювач є доцільним схемотехнічним рішенням, що дозволяє домогтися високих значень ефективності перетворення електричної енергії для фотоелектричної станції на основі гібридних фотоелектричних модулів. Складність визначення оптимальних параметрів резонансного ланцюга для застосування в DC-DC перетворювачі з широким діапазоном вхідних і вихідних робочих характеристик є перешкодою для застосування резонансного перетворення. Застосування комп'ютерного моделювання та алгоритму з численними ітераціями значно полегшує розрахунок оптимальних значень характеристик резонансного LLC контуру.

2. Цифрове управління DC-DC перетворювачем відкриває широкі можливості для створення алгоритмів управління, що забезпечують надійність і ефективність перетворення, швидке і точне знаходження точки максимальної потужності. Цифрове управління дозволяє реалізувати інформаційну мережу для моніторингу параметрів ФЕМ та перетворювачів в складі фотоелектричної станції.

Список литературы

1. **Kriukov Yu.A.** Influence of operating temperature on efficiency of silicon photovoltaic devices / **Yu.A. Kriukov, A.Ye. Zaitsev, A.A. Feshchenko, A.V. Gorshkov** // *International Journal of Applied Engineering Research*. - 2015. - Vol.10. - No.15. - P.35446-35450.
2. **Мелёшин В.** Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / **В. Мелёшин, Д. Овчинников** - М.: «Техносфера», 2011. - 576 с.
3. **Розанов Ю.К.** Силовая электроника в системах с нетрадиционными источниками электроэнергии / **Ю.К. Розанов, Н.Н. Баранов, Б.М. Антонов, Е.Н. Ефимов, А.В. Соломатин** // *Электричество*. - 2002. - №3. - С.20-28.
4. **Gu Yi.** A simple structure of LLC resonant DC-DC converter for multi-output applications / **Yi. Gu, L. Hang, H. Chen, Z. Lu** // *Applied Power Electronics Conference and Exposition*. - 2005. - Vol.3. - P.1485-1490.
5. **Abdel-Rahman S.** Resonant LLC converter: Operation and Design 250W 33Vin 400Vout Design Example / **S. Abdel-Rahman** // *Infineon Technologies Application Note AN 2012-09 V1.0*, 2012.
6. **Freeman D.** Introduction to photovoltaic systems maximum power point tracking. Texas Instruments Application Report SLVA446, 2010.

References (transliterated)

1. **Kriukov Yu.A., Zaitsev A.Ye., Feshchenko A.A., Gorshkov A.V.** Influence of operating temperature on efficiency of silicon photovoltaic devices. *International Journal of Applied Engineering Research*, 2015, **10**(15), 35446-35450.
2. **Melyoshin V., Ovchinnikov D.** Upravlenie tranzistornymi preobrazovatelayami elektroenergii - Moscow, Technosfera Publ., 2011. 576 p.

3. **Rozanov Yu.K., Baranov N.N., Antonov B.M., Efimov E.N., Solomatin A.V.** Silovaya elektronika v sistemah s netraditsionnymi istochnikami elektroenergii. *Electricity*, 2002, **3**, 20-28.
 4. **Gu Yi., Hang L., Chen H., Lu Z.** A simple structure of LLC resonant DC-DC converter for multi-output applications. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2005, **3**, 1485-1490, doi: 10.1109/APEC.2005.1453229.

5. **Abdel-Rahman S.** Resonant LLC converter: Operation and Design 250W 33Vin 400Vout Design Example. Infineon Technologies Application Note AN 2012-09 V1.0, 2012.
 6. **Freeman D.** Introduction to photovoltaic systems maximum power point tracking. Texas Instruments Application Report SLVA446, 2010.

Поступила (received) 08.05.2017

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Зайцев Роман Валентинович (Зайцев Роман Валентинович, Zaitsev Roman Valentnovich) – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», в.о. завідувача кафедрою фізичного матеріалознавства для електроніки та геліоенергетики; м. Харків, Україна; e-mail: zaitsev.poman@gmail.com.

Кіріченко Михайло Валерійович (Кириченко Михаил Валерьевич, Kirichenko Michailo Valerivich) – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», с.н.с. кафедри фізичного матеріалознавства для електроніки та геліоенергетики; м. Харків, Україна; e-mail: kirichenko.mv@gmail.com.

Прокопенко Дмитро Сергійович (Прокопенко Дмитрий Сергеевич, Prokopenko Dmitro Sergiyovich) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», студент кафедри фізичного матеріалознавства для електроніки та геліоенергетики; м. Харків, Україна; e-mail: prokopenko25ds@gmail.com.

Укладач: С. О. Федорчук, аспірант.